



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 011

(43) Date of publication of application: 07

(51) Int. Cl. H01P 1/20
H01P 7/10

(21) Application number: 62301470

(22) Date of filing: 01.12.1987

(71) Applicant: FUJITSU LTD

(72) Inventor: SOGO HIROYUKI

(54) DIELECTRIC FILTER

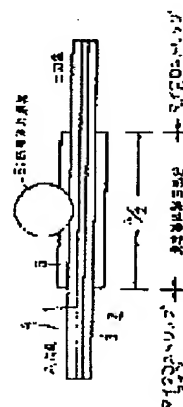
(57) Abstract:

PURPOSE: To improve the amplitude deviation characteristic of a dielectric filter by eliminating the grounded electric conductor of the lower part of a strip line to the extent of the $\lambda/2$ (λ =wave length) of it connected to the dielectric oscillator of a TE_{010} mode.

CONSTITUTION: An input side and an output side are made to be a microstrip line 4 and simultaneously to that, the grounded electric conductor 2 of the lower part to the stripline 1 connected to the dielectric oscillator 5 of the TE_{010} mode is eliminated to the extent of the $\lambda/2$ length of it. Therefore, as the no-load Q of the strip line 1 is made to be bigger according to the eliminated part of the grounded electric conductor 2 and simultaneously to that, an electric conductor being adjacent to the oscillator 5 is also eliminated, the no-load Q of it also made to be big and band width is prevented being extended even when the connection

of the oscillator 5 and the strip line 1 are set by allowing them to be near. Thus, the amplitude deviation characteristic of the dielectric filter band characteristic.

COPYRIGHT: (C)1989,JPO&Japio



⑫ 公開特許公報(A)

平1-144801

⑪ Int.Cl.⁴H 01 P 1/20
7/10

識別記号

庁内整理番号

A-7741-5J
7741-5J

⑬ 公開 平成1年(1989)6月7日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全6頁)

⑭ 発明の名称 誘電体フィルタ

⑮ 特 願 昭62-301470

⑯ 出 願 昭62(1987)12月1日

⑰ 発 明 者 十 合 博 之 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社
内

⑱ 出 願 人 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

⑲ 代 理 人 弁理士 柏谷 昭司 外1名

明 細 書

1 発明の名称

誘電体フィルタ

2 特許請求の範囲

表面にストリップライン(1)を有し、裏面に接地導体(2)を有する誘電体基板(3)からなるマイクロストリップライン(4)を、入力側と出力側とに設け、TE₀₁₈モードの誘電体共振器(5)と結合する前記ストリップライン(1)の $\lambda/2$ (λ =波長)の長さにあたり、少なくとも該ストリップライン(1)の下部の前記接地導体(2)を除去した構成とした

ことを特徴とする誘電体フィルタ。

3 発明の詳細な説明

(概要)

誘電体共振器とストリップラインとを結合させた誘電体フィルタに関し、

振幅偏差特性を改善することを目的とし、

表面にストリップラインを有し、裏面に接地導体を有する誘電体基板からなるマイクロストリッ

プラインを、入力側と出力側とに設け、TE₀₁₈モードの誘電体共振器と結合する前記ストリップラインの $\lambda/2$ (λ =波長)の長さにあたり、少なくとも該ストリップラインの下部の前記接地導体を除去した構成とした。

(産業上の利用分野)

本発明は、誘電体共振器とストリップラインとを結合させた誘電体フィルタに関する。

誘電体共振器は、誘電率が ϵ の誘電体中のマイクロ波の波長が、自由空間に比較して $1/\sqrt{\epsilon}$ となるから、金属壁の空洞共振器に比較して小型化できるものである。このような誘電体共振器をストリップラインと組合せることにより、各種の帯域特性の小型の誘電体フィルタを構成することができる。

(従来の技術)

誘電体フィルタの一例として、帯域阻止フィルタの従来例を第6図及び第7図に示す。同図に於いて、31はストリップライン、32は誘電体基板、33は誘電体共振器、34は支持体、35は

筐体、36、37は同軸コネクタ、38は周波数調整ねじである。ストリップライン31を表面に形成した誘電体基板32の裏面の筐体35が接地導体となり、マイクロストリップラインが構成されている。このマイクロストリップラインと結合するTE₀₁₈モードの誘電体共振器33は、低誘電体損失の支持体34により支持されている。

又ストリップライン31に同軸コネクタ36、37の中心導体が接続されて、入出力端子を構成している。又周波数調整ねじ38が誘電体共振器33の上部に設けられ、共振周波数の微調整を可能としている。

誘電体共振器33は、誘電率が大きく、誘電体損失が小さく、且つ共振周波数の温度変化が小さいことが要望されており、例えば、誘電率 ϵ が約40、無負荷Q(Q₀)が5000~8000、誘電正接(tan δ)が $1 \sim 2 \times 10^{-4}$ のTiO₂-BaO系の誘電体により構成されている。この誘電体共振器33を支持する支持体34は、石英等の誘電体損失の小さい材料により構成されてい

る。

誘電体共振器33の無負荷Qの大小により、周波数特性が、例えば、第8図に示すように異なったものとなる。この第8図に於いては、中心周波数6000MHzの帯域阻止フィルタの場合を示し、無負荷Qが大きく、実線曲線aに示すように、中心周波数6000MHzで30dBの減衰を与えることができる場合、誘電体共振器33の無負荷Qが小さくなると、それに従って、点線曲線bや鎖線曲線cに示すように中心周波数6000MHzに於ける減衰量が小さくなる。

このように無負荷Qが小さくて、所望の減衰量が得られない場合は、誘電体共振器33とストリップライン31との間隔を狭くして結合を強くすることにより、減衰量が所望の値となるように構成するものである。

(発明が解決しようとする問題点)

誘電体共振器33の無負荷Qが小さい為に、例えば、第9図の実線曲線dに示すように、中心周に於ける所望の減衰量(例えば30dB)が得ら

れない場合に、前述のように、誘電体共振器33とストリップライン31との間隔を狭くして結合を強くすることになる。その場合の周波数特性は点線曲線eに示すものとなり、所望の減衰量30dBを得ることができる。

しかし、阻止周波数帯域が広くなり、それによって、帯域外の振幅偏差が大きくなる欠点が生じる。例えば、第9図の6010MHz近傍を拡大して示す第10図に於いて、無負荷Qが小さい為に、中心周波数6GHzに於ける所望の通過減衰量が得られない場合の実線曲線dによる6009MHzと6011MHzとに於ける振幅偏差は、約0.25dB程度であるが、結合を強くして、中心周波数6GHzに於ける通過減衰量を所望の値(30dB)とした場合を示す点線曲線eに於いては、約0.8dB程度の大きい値となる。

帯域阻止フィルタに於いては、阻止帯域の通過減衰量を大きくするように構成するが、通過帯域に対しては減衰量を小さくする必要があり、且つ振幅偏差ができるだけ小さいことが望ましいもの

である。しかし、前述のように、所望の減衰量を得る為に、誘電体共振器33とストリップライン31との結合を強くすると、帯域幅が広くなり、振幅偏差が大きくなる欠点が生じる。同様に、帯域通過フィルタに於いても、通過帯域内の振幅偏差が小さいことが必要であるが、結合を強くすることにより、振幅偏差が大きくなる。

又前述の帯域阻止フィルタの構成に於いて、中心周波数を6GHzより高い例えば11GHzとすると、誘電体共振器自体の無負荷Qが小さくなるから、誘電体共振器をストリップラインに近づけて結合を強くする構成を採用しなければならない。従って、前述の場合と同様に振幅偏差が大きくなる問題が生じる。

本発明は、振幅偏差特性を改善することを目的とするものである。

(問題点を解決するための手段)

本発明の誘電体フィルタは、誘電体共振器と結合する部分のストリップラインの損失を低減したものであり、第1図を参照して説明する。

表面にストリップライン1を有し、裏面に接地導体2を有する誘電体基板3からなるマイクロストリップライン4を、入力側と出力側とに設け、TE_{01δ}モードの誘電体共振器5と結合するストリップライン2の $\lambda/2$ (λ =波長)の長さにわたり、少なくともストリップライン2の下部の接地導体2を除去した構成としたものであり、6はその接地導体2の除去部分を示す。

(作用)

接地導体2を有するマイクロストリップライン4に比較して、接地導体を除去した例えばサスペンデッド・マイクロストリップラインの方がQが大きいものであり、従って、マイクロストリップライン4に直接的に誘電体共振器5を結合させ場合に比較して、接地導体2を除去したストリップライン1に誘電体共振器5を結合させることにより、無負荷Qを大きくすることが可能となり、所望の減衰量が得られるように結合を強くしても、帯域が広がるようにことはなくなるから、振幅偏差特性を改善することができる。

マイクロストリップライン14を第6図及び第7図に示すように筐体内に設けた場合は、そのマイクロストリップライン14の直下の筐体の一部を $\lambda/2$ の長さにより除去するか、又は $\lambda/2$ の長さになる穴を形成して、ストリップライン11の直下には接地導体が作用しない構成とするものである。

前述のように、ストリップライン11の下部の接地導体12を除去したことにより、 $\lambda/2$ の長さの部分はサスペンデッド・マイクロストリップラインと同様な構成となり、同一幅のストリップライン11の場合には、接地導体12の除去部分のインピーダンスは、接地導体12を有する部分に比較して高くなるものである。なお、ストリップライン11のみで自己支持できる場合は、接地導体12と共に誘電体基板13も除去することができる。

第3図は等価回路を示し、マイクロストリップライン14の特性インピーダンスを50Ω、負荷抵抗 $Z_L = 50\Omega$ とし、又接地導体12の除去部

又接地導体2を除去した部分のストリップライン1のインピーダンスは大きくなるが、その部分の長さを $\lambda/2$ (λ =波長であり、正確には、中心周波数の波長にストリップラインの波長短縮率を乗算した値)としたことにより、中心周波数近傍に於ける入出力側のインピーダンス整合を保持することができる。

(実施例)

以下図面を参照して本発明の実施例について詳細に説明する。

第2図は本発明の一実施例の要部斜視図であり、表面にストリップライン11を有し、裏面に接地導体12を有する誘電体基板13によりマイクロストリップライン14を構成し、入力側と出力側とはマイクロストリップライン14により構成し、誘電体共振器15と結合するストリップライン11の $\lambda/2$ の長さにより、その下部の接地導体12を除去したものであり、16はその接地導体12の除去部分を示す。又17は誘電体共振器15の支持体を示す。

分の特性インピーダンスを100Ωとした場合、矢印で見た方向のインピーダンスを示すものであり、入力側のマイクロストリップラインから出力側を見た時、 $\lambda/2$ の長さのストリップラインのインピーダンスには関係なく、中心周波数近傍でおよそ50Ωとなる。従って、入出力のインピーダンス整合は保持されることになる。

第4図は本発明の他の実施例の要部斜視図であり、表面にストリップライン21を有し、裏面に接地導体22を有する誘電体基板23によりマイクロストリップライン24を構成し、入力側と出力側とはマイクロストリップライン14により構成し、誘電体共振器25と結合するストリップライン21の $\lambda/2$ の長さにより、その下部の接地導体22を除去したものであり、27は誘電体共振器25の支持体である。

この実施例に於ける接地導体22は、例えば、第6図及び第7図に示す筐体内にマイクロストリップライン24を設ける場合に、同軸コネクタとの位置合わせ等の為に、筐体の底に設けるもので

あり、その為に、誘電体共振器25を支持する支持体27の高さを、第2図に於ける支持体17より高くすることになる。従って、筐体の底部から誘電体共振器25が離れた位置に配置されることになり、第2図に示す実施例よりも、誘電体共振器25の無負荷Qを高くすることができる。即ち、誘電体共振器25に導体が近くに存在すると、磁界結合による電流が流れて損失となり、無負荷Qが低下することになるが、前述のように、支持体27により筐体の底部から離れた位置に誘電体共振器25が配置されることにより、無負荷Qを高くすることができる。

第5図は本発明の実施例の周波数特性曲線図を示し、実線曲線fは、第4図に示す本発明の実施例の構成により、中心周波数11GHzの帯域阻止フィルタを構成した場合の周波数特性を示し、誘電体共振器25とストリップライン21との結合を強くして、中心周波数11GHzに於ける通過減衰量を28dBとすることができた。

これに対して、従来例の構成を用いた場合は、

誘電体共振器25の無負荷Qが小さくなることにより、点線曲線gの周波数特性となり、中心周波数11GHzに於ける通過減衰量は約25dBであった。即ち、本発明の実施例により無負荷Qを高くできることが判り、且つ帯域外の振幅偏差についても、実線曲線fと点線曲線gとを比較すると判るように、大きくなることはない。

前述の各実施例は、帯域阻止フィルタについて示すものであるが、本発明はこれに限定されるものではなく、例えば、帯域通過フィルタに対しても同様に適用することができるものである。

(発明の効果)

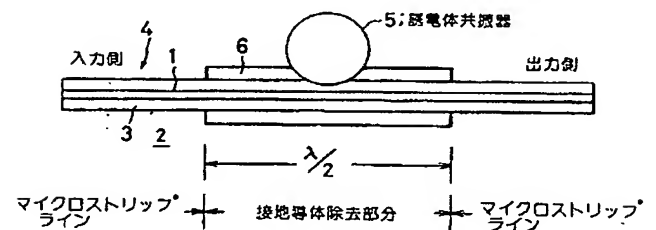
以上説明したように、本発明は、入力側と出力側とをマイクロストリップライン4とすると共に、TE₀₁₈モードの誘電体共振器5と結合するストリップライン1の $\lambda/2$ の長さになり、その下部の接地導体2を除去したものであり、接地導体2の除去部分によりストリップライン1のQが大きくなると共に、誘電体共振器5に近接する導体なくなるから、その無負荷Qも大きくなり、

誘電体共振器5とストリップライン1とを近づけて結合を強くしても、帯域幅が広がるようなことはなくなる。従って、各種の帯域特性の誘電体フィルタに於ける振幅偏差特性を改善することができる利点がある。

4 図面の簡単な説明

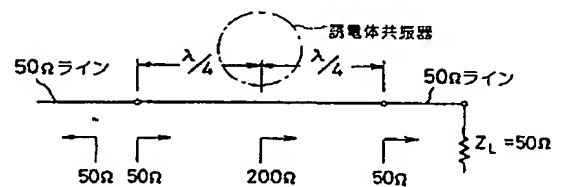
第1図は本発明の原理説明図、第2図は本発明の一実施例の要部斜視図、第3図は本発明の実施例の等価回路、第4図は本発明の他の実施例の要部斜視図、第5図は本発明の実施例の周波数特性曲線図、第6図は従来例の誘電体フィルタの内部を示す上面図、第7図は従来例の誘電体フィルタの断面図、第8図及び第9図は周波数特性曲線図、第10図は振幅偏差特性曲線図である。

1, 11, 21はストリップライン、2, 12, 22は接地導体、3, 13, 23は誘電体基板、4, 14, 24はマイクロストリップライン、5, 15, 25は誘電体共振器、6, 16は接地導体の除去部分、17, 27は支持体である。



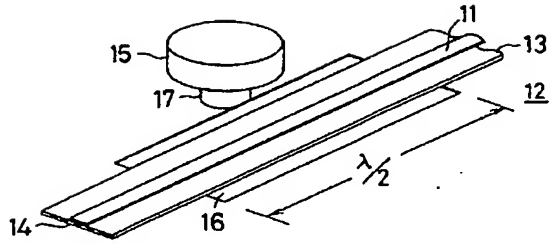
本発明の原理説明図

第1図



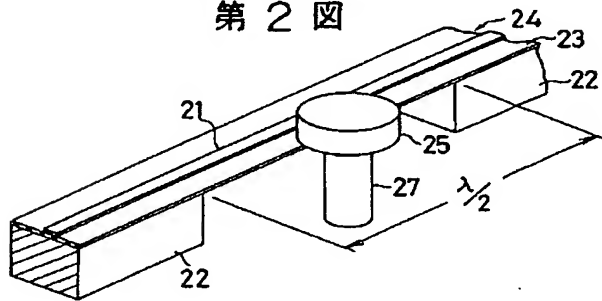
本発明の実施例の等価回路

第3図



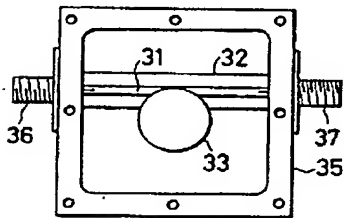
本発明の一実施例の要部斜視図

第2図



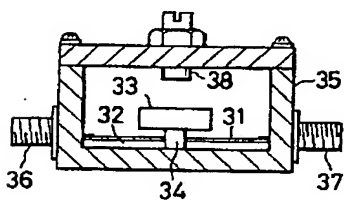
本発明の他の実施例の要部斜視図

第4図



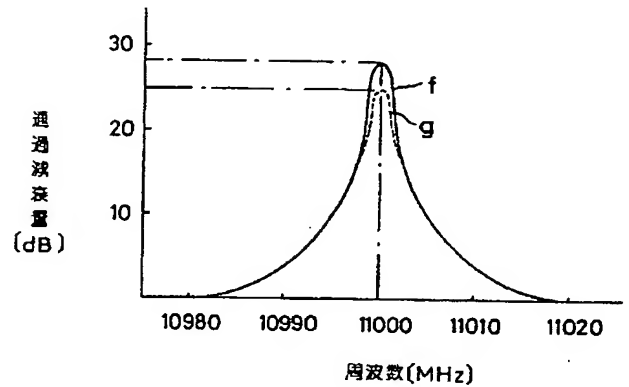
従来例の誘電体フィルタの内部を示す上面図

第6図



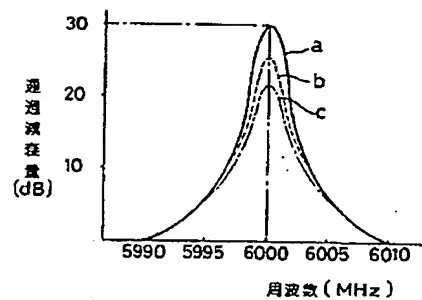
従来例の誘電体フィルタの断面図

第7図



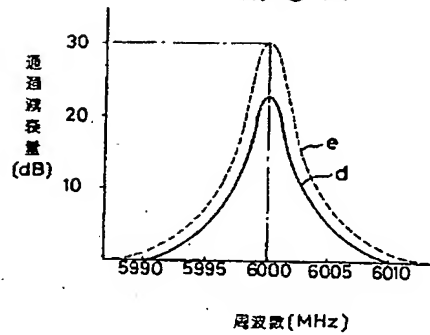
本発明の実施例の周波数特性曲線図

第5図



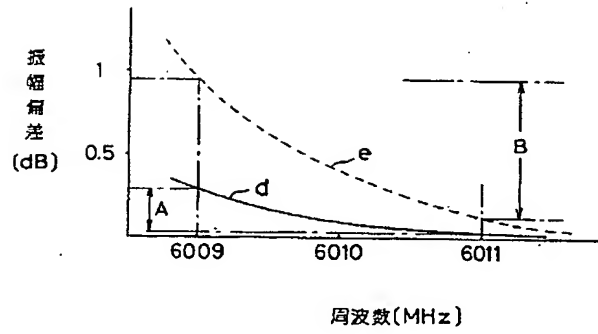
周波数特性曲線図

第8図



周波数特性曲線図

第9図



振幅偏差特性曲線図

第10図